ケーブルテレビシステムにおける相互変調歪みのデジタル伝送への影響

正会員 中村直義[†], 正会員 伊藤泰宏[†], 正会員 村上清志[†]

The Effect of Intermodulation Distortions on Digital Signal Transmission in Cable TV System

Naoyoshi Nakamura[†], Yasuhiro Ito[†] and Kiyoshi Murakami[†]

Abstract In multi-channel cable transmission systems, the non-linearity of a laser diode or an amplifier causes a number of intermodulation (IM) distortions (CSO, CTB, etc). IM distortions and thermal noise impair the digital signal in cable transmission and degrade the BER of digital channels. In order to find out the relationship between the IM distortions and the BER, the authors measured the interference's amplitude distribution in a channel. Experimental results show that the amplitude distribution of interference, including the IM distortion and thermal noise, differs from a Gaussian distribution. The distributions depend not only on its power but also on the kind of IM (CSO or CTB), the number of components, and the CN ratio. We performed a computer simulation of the experimental setup. The results of the simulation matched well with the measured results from the experiment.

1. ま え が き

近年、ケーブルテレビの伝送設備においては幹線系に光ファイバを用いた HFC (Hybrid-Fiber and Co-axial) 化や増幅器の広帯域化により高品質かつ多チャンネルの放送サービスを実現するための環境が整ってきた¹⁾。また、MPEG-2 に代表される映像、音声のデジタル圧縮技術の進展により、従来の VSB-AM 変調や FM 変調等を用いたアナログ伝送方式に加えて、多値 QAM 変調方式等を用いてデジタル信号

を伝送するための規格化が行われ、さらに研究開発が進められている²⁾³⁾。

多チャンネルのケーブルテレビでは、ヘッドエンドにおいて等間隔に周波数多重した信号を、一括して半導体レーザダイオード (LD) や幹線系増幅器に入力する。その際、LD や増幅器の非直線性により、CSO (Composite-Second-Order) や CTB (Composite-Triple-Beat) 等の相互変調歪みが発生し、熱雑音とあわせて伝送特性の代表的な劣化要因となる。デジタル変調信号の伝送特性 (BER 特性) に対する相互変

キーワード: ケーブルテレビ, 相互変調歪み, 振幅確率分布, デジタル変調信号, 妨害特性

1996 年 6 月 20 日, テレビジョン学会無線・光伝送研究会で発表

1997 年 1 月 21 日受付, 1997 年 5 月 8 日再受付

[†] NHK 放送技術研究所 (〒157 東京都世田谷区砧 1-10-11, TEL 03-5494-2294)

[†] NHK Science and Technical Research Laboratories (1-10-11, Kinuta, Setagaya-ku, Tokyo 157, Japan)

調歪みの影響は重要な検討課題になっている⁴⁾⁵⁾。

デジタル変調信号に対する妨害波の BER への影響は、妨害波成分の振幅確率分布を解析的に求めて評価する手法が一般的である⁶⁾。妨害波が独立した複数の正弦波や熱雑音の和の場合は、解析的に振幅確率分布を求めることは容易であり⁷⁾、その影響を定量的に把握することができる。一方、多チャンネル伝送における相互変調歪みは各チャンネルの周波数の和や差の組合せにより多数発生する非独立な要素(コンポーネント)により構成されている。したがって、相互変調歪み(CTB あるいは CSO)の振幅の確率分布を解析的に求めるためには、コンポーネントの数に応じた多変量の結合確率分布を求める必要がある。各々が独立した正弦波や熱雑音の和を扱う従来の手法と異なり、相互変調歪みのモデル化とすべての性質の解析的把握は極めて困難であるため、これまでさまざまな検討が行われている^{8)~12)}が、実験的手法である。

本論文では、相互変調歪みが各々独立でないコンポーネントの和で構成されることに着目し、相互変調歪みの振幅確率分布の計算機シミュレーションによる解析を行う。また実験結果との比較により、相互変調歪みの振幅確率分布の性質とデジタル変調信号の BER への影響を明らかにする。

2. 実験の構成

図 1 に実験の構成を示す。妨害波が相互変調歪みである場合の希望波(デジタル信号)の BER 特性への影響を明らかにするため、多チャンネルの搬送波信号源で LD を強度変調することによって人工的な歪み発生源を構成し、発生させた相互変調歪みを希望波の 16 QAM 信号に加えることとした。相互変調歪みは、LD のバイアス値を一定とし、実効変調度を変化させて発生させた。LD の実効変調度は 2 次歪み(CSO)および 3 次歪み(CTB)が支配的になり、4 次以上の歪み

のレベルは CTB のレベルに対して 30 dB 以上低い値になるように設定した。

発生させた相互変調歪みのうち、CTB は周波数多重された多チャンネル搬送波の中央部である 819.32 MHz の成分を、CSO は多チャンネル搬送波の周波数間隔 38.36 MHz の成分をフィルタで抽出した後、それぞれ希望波の周波数 1049.48 MHz に周波数変換して希望波に加えた。抽出した CTB および CSO の成分は、広帯域にわたり多数発生する相互変調歪みのうち、歪みの周波数におけるコンポーネント数がそれぞれ最も多くなる周波数範囲にあるため、非線形伝送路における CTB および CSO それぞれ固有の妨害要因としての性質を把握するのに適している。

BER 特性を測定する希望波の 16 QAM 信号は、伝送ナイキスト帯幅 20 MHz、伝送レートが 80 Mb/s、ロールオフ率は 0.5 である。希望波の中心周波数は 1049.48 MHz とした。発生させた相互変調歪み(CTB あるいは CSO)および熱雑音を 16 QAM 受信機¹³⁾入力に加え、歪みと熱雑音の割合は任意に設定できるようにした。妨害波の振幅分布は 16 QAM 信号の直交検波出力をサンプリングオシロスコープに接続して測定した。

2.1 相互変調歪みの信号源

実験に用いた歪み発生源としての各チャンネルの信号は正弦波とし、その周波数配列はデマンドアクセス方式光 CATV¹⁴⁾の幹線系と同一とし、チャンネル数は最大 38 波とした。各チャンネルの周波数 f_{ch} (ch: チャンネル番号) を(1)式に示す。

$$\begin{cases} f_{ch} = 52.12 + 38.36 \times ch, & (1 \leq ch \leq 19) \\ f_{ch} = 52.12 + 38.36 \times (ch + 5), & (20 \leq ch \leq 38) \end{cases} \quad (1)$$

1 ch~19 ch は独立な正弦波を用い、20 ch~38 ch は、独立する 1 ch~19 ch の信号を共通の局部発振器(1792.08 MHz)により周波数変換したものである。

図 1 実験の構成
Experimental set up.

図 2 歪み発生源の周波数偏差 (実測値)
Frequency deviation of intermodulation distortion generator.

各チャンネルの周波数偏差が有線テレビジョン放送法施行規則で定められている範囲内（標準テレビジョン放送方式およびデジタル有線テレビジョン放送方式の場合 ± 20 kHz 以内，標準衛星テレビジョン放送方式の場合 ± 1.5 MHz 以内）であることを確認するため 1 ch $\sim$ 19 ch の周波数偏差を実測した。測定結果を図 2 に示す。1 時間間隔で 4 回の測定の結果，各チャンネルの周波数変動は最大 670 Hz であった。測定によって得られた歪み発生源の各チャンネルの周波数の値は，計算機シミュレーションプログラムの歪み発生源モデルのルーチンに代入して実験と同一の条件を設定した。

2.2 測定方法

CN 比および CSO, CTB の電力レベルは，16 QAM 受信機入力において，スペクトラムアナライザで測定した。BER の測定には図 1 に示すように PRBS $2^{23}-1$ を用いた。また BER の測定とあわせて，復調器内のロールオフフィルタを通過した検波出力をサンプリングオシロスコープに接続し，妨害波の振幅確率分布を測定した。振幅分布を測定する際のサンプリングレートは約 10 kHz とした。本実験では，歪み発生源の各波の周波数偏差はいずれのチャンネルも数 kHz の範囲であることから，相互変調歪みを周期関数としてとらえる場合のサンプリング周波数として 10 kHz を選定した。誤り訂正符号を付加しない場合のデジタル信号の BER として 10^{-4} から 10^{-5} の範囲を主に評価するため，サンプル数の設定はいずれの場合も 10^6 個とした。

2.3 相互変調歪みのコンポーネント

多チャンネル伝送において発生する相互変調歪みは各チャンネルの周波数の和や差の組合せにより多数発生するコンポーネントにより構成されている。例えば

表 1 実験に用いた歪み発生源のパラメータ
(CSO および CTB のコンポーネント数)
Parameters of distortion generator.

歪み発生源 の波数 N	周波数 配列 ch	N_{CTB} 819.32 MHz	N_{CSO} 38.36 MHz
38	1 $\sim$ 19 20 $\sim$ 38	422	36
28	6 $\sim$ 19 20 $\sim$ 33	210	26
20	10 $\sim$ 19 20 $\sim$ 38	94	18
14	13 $\sim$ 19 20 $\sim$ 26	38	12
10	15 $\sim$ 19 20 $\sim$ 24	16	8

38.36 MHz の成分の CSO の場合の各コンポーネントは， (f_2-f_1) , (f_3-f_2) , (f_4-f_3) , $\dots$ のように各チャンネルの周波数間隔の成分を生じる組合せとなる。

歪み発生源における LD の入力信号 e_{in} は (2) 式で示される。

$$e_{in} = \sum_{ch} \cos(2\pi f_{ch} \cdot t + \varphi_{ch}) \quad (2)$$

φ_{ch} ：初期位相

図 1 の歪み発生源においてフィルタを通す前の非線形成分を含む信号出力 e_{out} は (3) 式で示される。

$$e_{out} = A_1 \cdot e_{in} + A_2 \cdot e_{in}^2 + A_3 \cdot e_{in}^3 + \dots \quad (3)$$

A_1, A_2, A_3 ：入出力特性を示す係数

(1), (2) 式を (3) 式に代入し 2 次および 3 次の項を展開すると CSO および CTB の成分が得られる。歪み発生源の波数を N とした場合の 38.36 MHz に発生する CSO を (4) 式に，819.32 MHz に発生する CTB を (5) 式に，CSO および CTB を構成するコンポーネントの個数をそれぞれ N_{CTB}, N_{CSO} とし，算出結果を表 1 に示す。

$$CSO = \sum_i^N \sum_j^N A_2 C_2 \cos[2\pi(f_i - f_j)t + \varphi_i - \varphi_j] \quad (4)$$

$$(f_i - f_j) = 38.36, \quad C_2 = \begin{cases} 1/2 & (f_i = f_j) \\ 1 & (f_i \neq f_j) \end{cases}$$

$$CTB = \sum_k^N \sum_j^N \sum_i^N A_3 C_3 \cos[2\pi(f_i + f_j - f_k)t + \varphi_i + \varphi_j - \varphi_k] \quad (5)$$

$$(f_i + f_j - f_k) = 819.32, \quad f_i \geq f_j$$

$$C_3 = \begin{cases} 3/4 & (f_i = f_j) \\ 3/2 & (f_i \neq f_j) \end{cases}$$

また，実験と同様の条件で，38.36 MHz に発生する CSO および 819.32 MHz に発生する CTB の相互変

調歪みの振幅分布を計算機シミュレーションにより求める。相互変調歪みを発生する各チャンネルの振幅は一定で初期位相は $0 \sim 2\pi$ の独立一様分布とし、周波数偏差は図2の測定結果を使用した。また、BER の計算の際に付加する熱雑音は正規分布とした。

3. 独立した正弦波の和の振幅分布

相互変調歪みを構成する各コンポーネントには、歪み発生源の各チャンネルの周波数成分がそれぞれ複数のコンポーネントに含まれている。すなわち、相互変

図3 独立した正弦波の和の振幅分布
Simulated amplitude distributions of the sum of individual sine waves.

調歪みの各コンポーネントの位相は独立性が完全に保たれていない。相互変調歪みのコンポーネントの位相が独立な場合と独立でない場合の振幅分布を比較するため、相互変調歪みのコンポーネントの周波数および位相が独立していると仮定した場合のコンポーネントの和(独立した正弦波の和)の振幅分布を計算した。コンポーネント数をパラメータとして歪みの振幅分布を計算した結果を図3に示す。横軸は合成波の振幅を標準偏差で正規化した値、縦軸は正規確率目盛で歪み振幅の累積度数を示す。この場合、振幅分布は中央極限定理に従い、コンポーネント数が増えるにつれて正規分布(図3に直線で示す)に近づく。

4. 実験結果および検討

4.1 CN 比対 BER 特性

ディジタル変調信号の伝送特性(BER 特性)に対する相互変調歪みを含む妨害波の影響を定量的に把握するため、表1に示した相互変調歪みの発生源の波数をパラメータとして、CSO および CTB が一定 (-30 dB) の場合の CN 比対 BER 特性を測定した。C/N の搬送波レベルとしては 16 QAM の平均電力、CSO および CTB は希望波の無変調搬送波レベルを基準とした値である。測定結果を図4に示す。妨害波が相互変調歪み (CSO あるいは CTB) の場合と熱雑音のみによる場合とを比較するために、無変調搬送波のレベルと熱雑音との比が -30 dB に相当する熱雑音を相互変調歪みの代わりに相加した場合の BER も示した。

図4 CN 比対 BER 特性
CNR vs. BER.

図 5 熱雑音に加わった CTB の振幅分布の一例
An example of CTB's amplitude distribution.

図 6 CTB の振幅分布のシミュレーション
Simulated CTB's amplitude distribution.

図 4 から明らかなように、CN 比および CTB が一定の条件のもとでは歪み発生源の波数が増えるほど BER の劣化が大きくなっている。また、レベルが等しい CTB と CSO のうち、構成する歪みのコンポーネント数がほぼ等しい 2 つの点を比較した場合 (点 d と点 f)、BER 劣化への影響は CTB の方が CSO よりも大きくなっている。

4.2 妨害波の振幅分布

前節の実験結果より、相互変調歪みによる妨害がデジタル変調信号の BER 特性に与える影響は熱雑音の場合と異なることが明らかになった。本節ではケー

図 7 熱雑音に加わった CTB の振幅分布
(歪み発生源の波数による違い)

Measured amplitude distributions for various CTB's distribution parameters.

ブルテレビの伝送系において発生する相互変調歪みのうち、伝送特性の代表的な劣化要因である CTB と CSO について、その振幅確率分布の性質を明らかにする。

(1) CTB の振幅分布

(a) 正規分布からのかい離

相互変調歪みを含む妨害波の振幅分布が熱雑音 (正規分布) と異なることを確かめるため、相互変調歪みの発生源の波数が 38 波、CN 比 26 dB、CTB -30 dB の場合 (図 4 の点 a) を例にとり、その検波出力の振幅分布を測定した。結果を図 5 に示す。同図の横軸は熱雑音と歪みの和の電圧 V を標準偏差 σ で正規化した振幅 V/σ 、縦軸は正規確率目盛としている。分布は平均値に対しほぼ対称になっている。正規化振幅の絶対値が大きい部分において振幅の確率分布は熱雑音の場合の正規分布からかい離している。図 5 と同一の条件においてシミュレーションした結果を図 6 示す。図 6 は熱雑音を含まず、CTB だけの場合であるが、シミュレーション結果は実験結果にほぼ整合している。CTB の BER への影響は熱雑音のみの場合より大きくなる場合があることが実験的および解析結果より説明できる。

(b) 歪み発生源の波数による違い

相互変調歪みのコンポーネントの数は周波数多重する信号の波数により変化する。ここでは歪み発生源の波数と CTB の振幅分布との関係を明らかにするため、CTB のレベルを一定 (-30 dB) として、相互変調歪みの発生源の波数を変化させた場合 (図 4 の点 a~

図8 図7に対するシミュレーション
Simulated amplitude distributions for Fig. 7.

点e)の振幅分布を測定した。その結果を図7に示す。CTBの値とCN比がほぼ等しい場合でも、歪み発生源の波数が多くCTBを構成するコンポーネントの数が多いほど、正規分布からのかい離が大きくなる傾向を示している。これは、妨害波の総電力和のレベルは同じでも希望波である16QAM信号のBER特性の劣化は、歪み発生源の波数が増えるほど大きくなるという図4の結果に対応する。

図8には、図4の各点と同一の条件についてのシミュレーションを行った結果を示す。点a～点eについて歪みと雑音との和の振幅分布を求めた。シミュレーションの結果は実験の結果と比較的よく一致していることがわかる。

実験の条件において、CTBのコンポーネントの数は歪み発生源の波数よりも多いことは表1に示した。歪み発生源の波数が増えるにつれ、歪み発生源の各チャンネルが複数のCTBのコンポーネントの組合せ条件($i+j-k$)を満足することになる。すなわち同一の歪み発生源のチャンネルが含まれるコンポーネントの数が増える。そのため、歪み発生源の波数が増えるにつれ各コンポーネントの位相は確率事象として相互の相関がより高まることになり、CTBの電力量は一定でも歪み発生源の波数によって分布関数の差異が生じてBERへの影響が変化すると推察する。

次に、妨害波のうち熱雑音が含まれる割合を低くすることにより、相互変調歪みが占める割合が高い場合の振幅分布を測定した。図9は、妨害波電力(CTBと熱雑音の総和)のうちCTBの電力比が80%以上の場合の振幅分布である。また図10には、図9と同一

図9 CTBが支配的な場合の振幅分布
CTB's amplitude distributions for various distribution parameters.

図10 図9に対するシミュレーション
Simulated amplitude distributions for Fig. 9.

条件のシミュレーション結果を示す。実験結果およびシミュレーション結果ともCTBの電力比が40%程度の図7の条件の場合に比べて、正規分布からのかい離の傾向がより顕著になっている。相互変調歪みと熱雑音の割合により振幅分布は変化し、CTBの占める割合が高いほど正規分布からのかい離が大きいがわかる。

(c) CN比による違い

ケーブルテレビの伝送系では、受信CN比は伝送距離や接続する増幅器の段数などによって変化する。ここでは受信CN比による相互変調歪みの振幅分布の

図 11 熱雑音が加わった CTB の振幅分布
(CN 比による違い)

Measured amplitude distributions for various thermal noise ratio.

図 13 CSO の振幅分布
(歪み発生源の波数による違い)

Measured amplitude distributions for various CSO's distribution parameters.

図 12 図 11 に対するシミュレーション
Simulated amplitude distributions for Fig. 11.

図 14 図 13 に対するシミュレーション
Simulated amplitude distributions for Fig. 13.

性質を明らかにするため、歪み発生源の波数を 38 波とし、CTB の値を一定(-30 dB)として CN 比を変化させた場合の振幅分布を測定した。その結果を図 11 に示す。CN 比が低下、すなわち熱雑音電力に対する CTB の比率が低下していくにつれて正規分布 (図 11 に実線で示す) からのかい離は小さくなり、相互変調歪みの BER 劣化への影響が小さくなっているのがわかる。

また、実験結果(図 11)と同条件でのシミュレーション結果を図 12 に示す。CN 比が小さくなるほど振

幅分布は正規分布に近づき、実験結果と整合している。

(2) CSO の振幅分布

(a) 正規分布からのかい離

CSO の各コンポーネントは、CTB の場合に比べてコンポーネント間の相関(各チャンネルの周波数の組合せのうち同じチャンネルの周波数成分が互いのコンポーネントに含まれる割合)は低く、図 4 から明らかなように、BER 劣化への影響は CTB の場合よりも小さいものの、実験に用いたコンポーネント数の

CSO の振幅分布は、妨害波が熱雑音のみの場合よりも BER が高く、ある振幅範囲において正規分布より累積度数が高くなっていることがわかる。

(b) 歪み発生源の波数による違い

CTB の場合と同様に、歪み発生源の波数と CSO の振幅分布との関係を明らかにするため、相互変調歪みの発生源の波数をパラメータとして CSO の検波出力の振幅分布を測定した。その結果を図 13 に示す。CSO の振幅分布の正規分布からのかい離は、BER 特性の測定結果(図 4)からわかるように、CTB より比較的小さい。そこで CSO の性質を正確に測定するため、妨害波総電力のうち熱雑音の割合を低くして CSO の占める割合をいずれの場合も 90% 以上とした。図 14 には、図 13 と同条件でのシミュレーション結果を示す。CSO の振幅分布は 0.0001% から 1% の範囲において、相互変調歪みの発生源の波数が多いほど累積度数が高くなり、正規分布からのかい離は小さくなっている。実験の範囲においては、CSO の振幅分布のうち累積度数が正規分布から顕著に高くなる範囲は認められなかった。

(c) CN 比による違い

CSO を -30 dB として CN 比を変化させた場合の BER 特性の測定結果(図 4)より、CN 比が低下していくにつれて妨害波が熱雑音のみの場合との差は小さくなり、相互変調歪みの BER 特性への影響が小さくなることがわかる。

(3) CTB と CSO の振幅分布の比較

ケーブルテレビの伝送系に発生する相互変調歪みのうち、代表的な伝送特性の劣化要因は CSO および CTB である。ここでは妨害波電力および CN 比を一定とし、歪みのコンポーネント数をほぼ等しくして CSO と CTB の振幅分布を比較する。波数が 38 波の歪み発生源から発生する CSO (図 4 点 f, コンポーネント数; 36) と、14 波から発生する CTB (図 4 点 d, コンポーネント数; 38) を例にとり、各々の振幅分布の測定結果を図 15 に示す。また図 15 と同条件で行ったシミュレーションの結果を図 16 に示す。CTB と CSO を比較すると、正規化振幅が -3 から -5 の間では CTB の累積度数が CSO よりも上回っている。振幅分布の測定結果は BER 特性の比較を示した図 4 と整合している。コンポーネント数および熱雑音との電力比がほぼ等しい CTB と CSO では、相互変調歪みの発生源の波数が少ない CTB の方が瞬時振幅の最大値の発生確率が高く、CTB が妨害波として加わった場合の方が CSO よりも希望波の BER 特性は劣化することがわかる。

図 15 CTB と CSO の振幅分布の比較
Comparison of measured amplitude distributions, CSO with CTB.

図 16 図 15 に対するシミュレーション
Comparison of simulated amplitude distributions, CSO with CTB.

4.3 信号源の周波数偏差と妨害波の振幅分布との関係

歪み発生源の各チャンネルの周波数偏差によって相互変調歪みの各コンポーネントの周波数成分は変化する。その場合、相互変調歪みの振幅のピークの出現する時間的な周期および振幅ピークの継続時間が異なる。しかし、相互変調歪みの振幅分布は、観測時間を充分とれば妨害波信号源の周波数偏差によらず一定となると考える。

4.4 相互変調歪みの振幅分布と BER との対応

希望波である 16 QAM 信号の誤り率は、各シンボ

図 17 閾値を越える妨害波電圧の累積度数
Relative number of data exceeding threshold voltage.

図 18 BER の実測値と推定値の比較
Comparison of measured and estimated BERs.

ルが受信機の識別回路の閾値を越える割合，すなわち妨害波の振幅分布が閾値を越える累積度数で決まる．図 17 は図 7 の振幅分布を横軸を正規化せず，妨害波電圧 V としてプロットしなおしたものである．

図 17 において，妨害波の振幅が閾値（本実験の場合 -24 mV）を越える割合を求め，これを 16 QAM 信号のシンボルの誤り率 SER とする．16 QAM 回転対称符号配置の場合の BER は

$$\text{BER} = \frac{5}{4} \times \text{SER} \quad (6)$$

で得られる⁹⁾．(6)式により BER に換算した．結果を BER の実測値(図 4)と比較して図 18 に示す．換算値には受信機の固定劣化分(受信機固有の値)は含んでいない．そのため BER が低いほど実測値との差は開

く傾向にあるが両者はほぼ一致しており，ディジタル変調信号の BER は，妨害波の振幅分布が受信機の識別回路の閾値を越える累積度数により推定できることがわかる．

今回，希望波に対する相互変調歪みのレベルは一定 (-30 dB) としたが，妨害波となる相互変調歪みと熱雑音との電力比が変われば分布関数は変化する．ここでは，妨害波となる相互変調歪みと熱雑音との電力比が一定の場合について，希望波の BER を妨害波の振幅分布から推定している．

5. む す び

ケーブルテレビの伝送系において発生する相互変調歪み(CSO, CTB)の振幅分布の測定と，計算機シミュレーションとの比較検討を行った．また，相互変調歪みと熱雑音が相加した場合のディジタル変調信号への妨害特性を，帯域内の妨害波の振幅分布により BER 特性との対応を評価した．その結果，次のことが明らかになった．

- ① 妨害波として熱雑音のほかに相互変調歪みが加わった場合，希望波帯域内の振幅分布は熱雑音(ガウス雑音)のみの場合と異なり正規分布からのかい離がある．正規分布からのかい離は振幅分布の裾に現れ，かい離の大きさは妨害波電力の総和だけでは評価できない．
- ② 妨害波が CTB の場合の振幅分布の形状は，CN 比が一定の場合，歪み発生源の波数によって変化し，実験で用いたパラメータの範囲では波数が増えるほど正規分布からのかい離が大きくなる．

妨害波が CSO の場合は振幅分布の形状は，波数が増えるほど正規分布からのかい離は小さくなる．

- ③ 相互変調歪みのコンポーネントの数がほぼ等しい CSO と CTB を，歪みと熱雑音の割合が等しい状態で比較した場合，歪み発生源の波数が少ない CTB の方が CSO よりも正規分布からのかい離は大きくなる．

- ④ 希望波であるディジタル信号の BER は，妨害波の振幅分布が受信機の識別回路の閾値を越える累積度数により推定できる．

今回の実験およびシミュレーションでは，周波数間隔が 38.36 MHz の多チャンネル信号源を用いて相互変調歪みを発生させた．相互変調歪みの性質に対する考察は周波数間隔が 6 MHz の多チャンネル信号源の場合にも適用できると考える．今後は，歪み発生源が

任意の波数における相互変調歪みの性質について明らかにし、歪み発生源が変調波の場合についても検討を進めていく。

本研究を進めるにあたり、ご指導をいただいた放送技術研究所デジタルネットワーク 宮沢部長に深謝いたします。また有益な御討論をいただいた同研究実施グループの各位に感謝いたします。

〔参 考 文 献〕

- 1) 原田守夫：“ケーブルテレビの展望”，テレビ誌，**47**，4，pp. 494-499 (1993)
- 2) 平成8年度電通技審一部答申，諮問第74号 (1996)
- 3) 布施 優，工藤義春，前田和貴，雄谷 順，石野正人，藤戸克行：“150 ch AM/QAM ハイブリッド信号の128 光分配システムの開発”，信学論，**J78B-I**，10，pp. 553-562 (1995)
- 4) G. R. Joyce and R. Olshansky：“Subcarrier Transmission of Compressed Digital Video”，IEEE Photon. Tech. Lett.，**4**，pp. 665-667 (1992)
- 5) G. R. Joyce and R. Olshansky：“Implication of Clipping Distortion for Compressed Digital Video Transmission”，IEEE Photon. Tech. Lett.，**4**，pp. 787-790 (1992)
- 6) 桑原守二：“デジタルマイクロ波通信”，企画センター (1990)
- 7) 宮脇一男：“雑音解析”，pp. 27-28，朝倉書店 (1961)
- 8) 大田原健，総谷徳秀，篠田誠也，大前和哉：“FM/デジタルハイブリッド伝送における耐妨害波特性の検討”，信学技報，OCS 93-95，pp. 11-16 (1994)
- 9) 前田和貴，笹井裕之，内海邦昭，藤戸克行：“デジタル変調信号の誤り率特性の検討”，1996 信学春全大，B-1218
- 10) 中村直義，伊藤泰宏，村上清志：“ケーブルテレビにおける相互変調歪みの振幅確率分布とデジタル変調信号への妨害

- 特性”，テレビ学技報，ROFT'96-67，**20**，35，pp. 43-47 (1996)
- 11) 中村直義，前田幹夫，小山田公之，村上清志：“光ケーブルテレビにおけるデジタル変調信号への歪み妨害特性”，1996 年テレビ年次大，pp. 230-231
 - 12) 辻 伸治，田和克久，興津美敦，船田知之，前田直樹，浜崎祐司：“CATV における 64 QAM の妨害波-ビット誤り率特性”，テレビ学技報，ROFT'96-72，**20**，43，pp. 25-30 (1996)
 - 13) 中村直義，前田幹夫，小山田公之：“デマンドアクセス方式光 CATV システム用 16 QAM 受信機”，テレビ学技報，ROFT'95-2，**19**，4，pp. 5-10 (1995)
 - 14) 前田幹夫，小山田公之，石川 匡，藤沢秀一：“デマンドアクセス方式光 CATV システム”，信学論，**J75B-I**，5，pp. 362-371 (1992)

なかむら なおよし
中村 直義 1987 年，電気通信大学電気通信学部通信工学科卒業。同年，NHK 入局。鳥取放送局を経て，1991 年より，同放送技術研究所光・無線研究部に勤務。1997 年より，同所デジタルネットワークに所属。光ケーブルテレビシステムおよびデジタル伝送の研究に従事。正会員。

いとう やすひろ
伊藤 泰宏 1983 年，北海道大学大学院修士課程修了。同年，NHK に入局。長野放送局を経て，1986 年より，同放送技術研究所光・無線研究部に勤務。1997 年より，同所デジタルネットワークに所属。電波伝搬，移動受信，デジタル無線伝送，光伝送に関する研究に従事。工学博士。正会員。

むらかみ きよし
村上 清志 1972 年，東京大学工学部電気工学科卒業。同年，NHK 入局。放送技術研究所にて電波伝搬，ケーブルテレビ，光伝送の研究に従事。現在，同所研究企画室チーフエンジニア。正会員。